

基于和差波束极化特性的目标极化散射矩阵测量方法研究

戴幻尧 李永祯 王雪松 肖顺平
(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文建立了一种基于常规单脉冲体制的目标全极化散射矩阵测量算法。首先证明了该型雷达天线具有复杂的极化结构, 并且对回波信号的极化特性有一定的敏感性。利用单脉冲雷达和差通道的极化特性在获取目标角度信息的同时利用一个脉冲重复周期即可完成目标极化散射矩阵的测量, 降低了全极化单脉冲雷达研发的系统复杂度和设计成本, 通过电磁计算和仿真分析验证了上述研究的正确性。这对于开发现有雷达装备的极化测量处理能力、提升其抗干扰和目标识别能力具有一定的启发和指导意义。

关键词: 单脉冲雷达; 振幅和-差式; 空域极化特性; 散射矩阵测量

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)04-0913-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00336

A New Target Scattering Matrix Measurement Algorithm Based on Polarization Characteristics of Sum-and-Difference Beam

Dai Huan-yao Li Yong-zhen Wang Xue-song Xiao Shun-ping

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A new theoretical model for target scattering characteristic measurement based on ordinary mono-pulse radar system is proposed in this paper. The complexity of polarization structure in mono-pulse antenna is proved firstly. It is verified to be sensitivity to the polarization of target returns. Based on the polarization characteristics of sum-and-difference channel in mono-pulse radar, the PSM of target can be measured by signal processing of received signal in only one pulse interval which can be implemented greatly reduce the development complexity and production cost of fully polarimetric radar. By processing the electromagnetism computation data and simulation experiments, the validity of research work is demonstrated. All above have significant illuminating and directing meaning for exploiting polarimetric measurements capability of current radar equipments and enhancing their information acquisition and processing capacity.

Key words: Mono-pulse radar; Magnitude sum-and-difference; Spatial polarization characteristics; Scattering matrix measurement

1 引言

现代雷达通常采用单脉冲测角法来获得目标角度信息, 即仅需一个回波脉冲便能估计出目标 2 维角度信息, 而且不易受回波信号幅度起伏和噪声干扰的影响。随着战场电磁环境的日益恶劣, 极化信息的利用备受学术界和工业部门的关注, 对于提高复杂战场环境中的探测性能、抗干扰、反隐身、目标识别等方面具有极其重要的军事价值^[1-3], 美国林肯实验室(MTI)的 ADTS、佐治亚技术研究所(DIRI)的 HIRES-95 和 NASA 的空间目标 ISAR 雷达 MERIC, 美导弹防御系统的 GBR/XBR 雷达都具有极化测量能力。毋庸置疑, 开发全极化的单脉

冲雷达, 对于使之具备对抗多点源相干和非相干干扰, 鉴别有源假目标和交叉极化干扰能力, 提升其目标识别的能力具有重大意义。然而, 全极化雷达所需的工程设备量和复杂度非常大, 实现代价非常高昂, 在提高天线极化纯度、加强正交极化通道隔离、保持多个极化通道幅度相位的一致性、极化测量系统标校等问题难以有效解决^[4,5], 虽然文献[6-8]初步讨论了单脉冲制导雷达的极化信息处理问题, 但是基于现有装备和工艺水平上述处理手段难以实现。

如果能够挖掘单脉冲雷达系统的某种固有属性并加以利用, 不对现有系统进行结构改造而仅改进信号处理方式, 使之具备一定的极化测量能力, 无疑具有重要的理论意义和实用价值。本文首先研究了单脉冲雷达和、差波束的极化特性, 指出在天线的主瓣区域内具有丰富的交叉极化分量; 利用这个固有属性和雷达天线信号接收模型的基础上, 提出

2009-03-16 收到, 2009-11-02 改回

国家自然科学基金重点项目(60736006), 国家自然科学基金青年科学基金项目(60802078), 国家 973 计划项目(51314)和国防科技大学博士研究生创新项目(B090401)资助课题

通信作者: 戴幻尧 Leon0203@shou.com

了一种目标极化散射矩阵估计算法,使得单脉冲雷达在获取目标角度信息的同时可估计目标极化散射矩阵,仿真分析表明了该方法的有效性,为现役单脉冲雷达获取目标极化信息奠定了基础,可进一步提高测角精度和抗干扰能力。

2 幅度和-差式单脉冲波束的空域极化特性

由于天线的几何形状以及反射面和辐射器不够完善、辐射器偏离反射面的焦点和绕射现象等,使得单脉冲雷达天线方向图具有复杂的极化结构,将天线辐射电磁波的极化在空间演化、分布特性称之为“天线空域极化特性”^[9]。图1给出了多模4喇叭辐射器,当2号和3号喇叭天线在奇次型波激励时,可获得俯仰差方向图;在偶次型波激励时,可获得和方向图。当4个喇叭都用偶次型波激励时,就形成了方位差方向图。

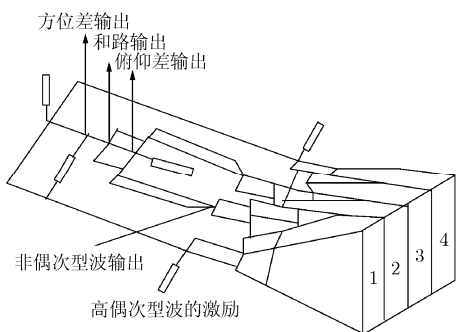


图1 单脉冲雷达多模四喇叭馈源天线

文献[10-13]报道了国外设计的几款小型单脉冲天线,得到了和波束的极化方向图结构,讨论了所设计的天线阵列在雷达应用方面的工程化问题,侧重于单脉冲天线的制作工艺,材料,提高辐射增益、减小波束宽度工作指标,忽略了差波束的极化特性,没有考虑利用和、差波束极化特性的应用研究,实际上,从文献的测量结果可以看出,和波束的交叉极化方向图和主极化方向图的结构有很大差异,而差波束交叉极化和主极化的方向图结构比较相似,

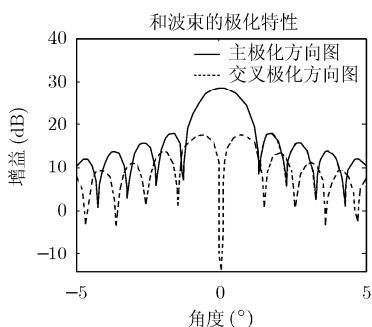


图2 和波束极化方向图

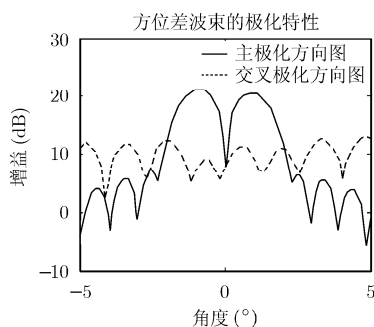


图3 方位差波束极化方向图

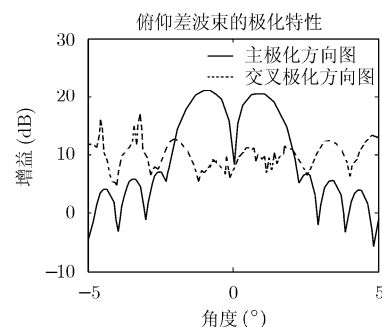


图4 俯仰差波束的极化方向图

随方位扫描角的变化,起伏的规律也较为类似,最大峰值点相差不到10 dB。本文利用丹麦TICRA公司的GRASP9.0对单脉冲天线进行建模和电磁计算,得到了比较全面的电场数据,通过分析和空域极化特性的表征^[9]进一步得到了和、差波束的空域极化特性,目前这方面的研究国内未见公开报道。

由图2-图6可以看出,单脉冲天线波束在方位扫描时,其极化特性是不断变化的。图2给出了和波束的主极化和交叉极化方向图,可以计算出该式天线的和波束的半功率波束宽度为 1.6° ,主瓣宽度约为 2.6° ;图3,图4分别给出了方位差波束和俯仰差波束的主极化、交叉极化方向图,很明显两个差波束的极化特性并不是完全一样的,存在细微的差别,交叉极化的最高电平小于主极化电平约为9 dB,相对于和波束而言,差波束的交叉极化的分量要更为丰富。由图5-图6可见,当天线在方位向上扫描时,极化特性变化显著,尤其在主瓣范围内,基本呈单调变化。特别地,当天线在主瓣范围 $[0^\circ, 1.6^\circ]$ 内扫描时,其主极化分量逐渐减小,交叉极化分量增加,其交叉极化鉴别量从-300 dB逐渐增大至10 dB;图6显示出了当天线在方位向主瓣范围内扫描时所经历各极化态在Poincare球上的分布情况。由上图可见,天线在方位向上扫描时经历各极化状态基本分布于Poincare球的赤道上,且分散在 $+x$ 轴与Poincare球的交点附近,表明了它所经历各极化态紧密地分布在主极化周围,并且各极化态会逐渐偏离主极化态。

3 目标极化散射测量算法

根据雷达极化理论^[5]可知,电磁波在接收天线上感应的开路电压可用式(1)表示为

$$v = \mathbf{h}^T \mathbf{E}_i \quad (1)$$

其中 \mathbf{E}_i 为目标回波的电场矢量, \mathbf{h} 为天线在该方向上的有效接收矢量。

考虑到单脉冲雷达天线和、差波束固有的极化

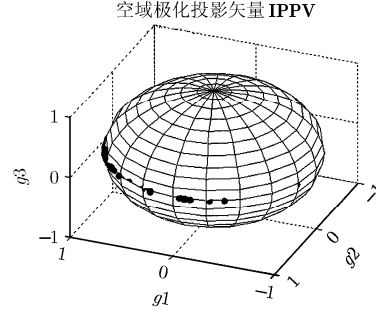
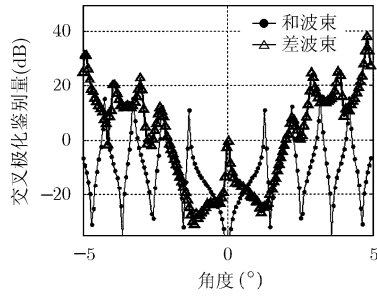


图 5 和-差波束的极化纯度随扫描角的变化规律 图 6 和差波束的空域瞬态极化投影集在极化球的分布

特性, 这里把 \mathbf{h} 分解为主极化和交叉极化两个相互正交的分量^[14], 记为

$$\mathbf{h} = [m(\theta, \phi) \quad c(\theta, \phi)e^{j\psi}]^T \quad (2)$$

其中 θ, ϕ 分别为方位角和俯仰角, $m(\theta, \phi), c(\theta, \phi)$ 分别对应天线主极化和交叉极化的幅度方向图, ψ 为交叉极化接收矢量与主极化接收矢量的相对相位差。为方便讨论, 记和波束的主极化幅度方向图为 $m_1(\theta)$, 差波束 1 和差波束 2 的主极化方向图为 $m_2(\theta), m_3(\theta)$, 所对应的交叉极化幅度方向图分别为 $c_1(\theta), c_2(\theta)$ 和 $c_3(\theta)$ 。可以看出, 天线的极化矢量与方位角和俯仰角有关。

根据比幅单脉冲测角的工作原理, 建立和波束、方位和俯仰差波束 3 个通道的接收电压, 给出极化特性与目标极化散射矩阵的线性方程组

$$\left. \begin{aligned} \nu_{\Sigma} &= \mathbf{F}_{\Sigma}^T \mathbf{S} \mathbf{F}_{\Sigma} \\ \nu_{\Delta A} &= \mathbf{F}_{\Delta 1}^T \mathbf{S} \mathbf{F}_{\Sigma} \\ \nu_{\Delta E} &= \mathbf{F}_{\Delta 2}^T \mathbf{S} \mathbf{F}_{\Sigma} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

\mathbf{F}_{Σ} 表示和支路的极化特性, $\mathbf{F}_{\Delta 1}, \mathbf{F}_{\Delta 2}$ 分别表示方位差和俯仰差支路的极化特性, 目标的极化散射矩阵为 \mathbf{S} 。根据天线原理, 天线的主极化和交叉极化方向图是可以经过测量或电磁计算得到, 这为利用天线的空域极化特性进行目标极化散射矩阵测量提供了可能。

根据和支路和差支路的接收极化特性, 具体可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \nu_{\Sigma} &= \beta [m(\theta, \phi) \quad c(\theta, \phi)e^{j\psi}]^T \mathbf{S} [m(\theta, \phi) \quad c(\theta, \phi)e^{j\psi}]^T \\ \nu_{\Delta A} &= \beta [m_2(\theta, \phi) \quad c_2(\theta, \phi)e^{j\psi'}]^T \mathbf{S} [m(\theta, \phi) \quad c(\theta, \phi)e^{j\psi}]^T \\ \nu_{\Delta E} &= \beta [m_3(\theta, \phi) \quad c_3(\theta, \phi)e^{j\psi''}]^T \mathbf{S} [m(\theta, \phi) \quad c(\theta, \phi)e^{j\psi}]^T \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 β 表示信号幅度, 是由雷达各接收通道处理增益以及雷达方程中各元素(散射截面积除外)共同决

定的值, 但与雷达极化以及目标散射矩阵无关。这里, 假设发射的电磁波经过目标散射后在和、差两个接收支路上正交极化分量的相对相位差相等, 即

$$\psi' = \psi'' = \psi$$

为简化起见, 将接收电压信号做幅度归一化处理, 令式中 $\beta = 1$, 并将式(4)展开, 此时, 和、差通道对目标的接收电压可写为

$$\left. \begin{aligned} \nu_{\Sigma} &= m^2(\theta, \phi) \cdot S_{HH} + 2 \cdot m(\theta, \phi)c(\theta, \phi)e^{j\psi} \cdot S_{HV} \\ &\quad + c^2(\theta, \phi)e^{j2\psi} \cdot S_{VV} \\ \nu_{\Delta A} &= m(\theta, \phi)m_2(\theta, \phi) \cdot S_{HH} + [m(\theta, \phi)c_2(\theta, \phi) \\ &\quad + m_2(\theta, \phi)c(\theta, \phi)]e^{j\psi} \cdot S_{HV} + c(\theta, \phi)c_2(\theta, \phi)e^{j2\psi} \cdot S_{VV} \\ \nu_{\Delta E} &= m(\theta, \phi)m_3(\theta, \phi) \cdot S_{HH} + [m(\theta, \phi)c_3(\theta, \phi) \\ &\quad + m_3(\theta, \phi)c(\theta, \phi)]e^{j\psi} \cdot S_{HV} + c(\theta, \phi)c_3(\theta, \phi)e^{j2\psi} \cdot S_{VV} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

在通常的天线波束主瓣区域内, 天线的有效接收矢量 $\mathbf{h} = [m(\theta, \phi) \quad c(\theta, \phi)e^{j\psi}]^T$ 皆为关于方位角和俯仰角的空域慢变函数, 为方便讨论, 以下只考虑一个方位, 记波束主极化方向图为 $m(\theta)$, 交叉极化幅度方向图分别为 $c(\theta)$, θ 为目标偏离雷达瞄准轴线的真实方位角度。天线接收矢端的两正交极化分量之间的相位差在天线波束宽度范围内保持不变, 因此可以先忽略掉该相位项的影响, 只需考虑 $\mathbf{h} = [m(\theta) \quad c(\theta)]^T$ 。

设雷达在一个相干处理间隔内发射 N 个相参脉冲, 脉冲重复频率为 f_r , 采样得到复视频回波电压序列 $\nu_{(\Sigma, \Delta E, \Delta A)}$, 对单脉冲雷达和支路的目标回波序列做空域 Fourier 变换, 得其空域频谱为

$$V_{\Sigma}(f) = \int_{-\theta_0/2}^{\theta_0/2} \nu_{\Sigma}(\theta) e^{-j2\pi f_{\theta} \theta} d\theta \quad (6)$$

式中 f_{θ} 代表空域频率, 且 $f_{\theta} = 1/(\Delta\theta)$, θ_0 为和波束主瓣宽度。

将式(5)代入式(6)可得

$$\begin{aligned}
V_{\Sigma}(f_{\theta}) &= \int_{-\varphi_0/2}^{\varphi_0/2} (m^2(\theta)S_{HH} + 2m(\theta)c(\theta) \cdot S_{HV} + c^2(\theta) \cdot S_{VV}) \\
&\quad \cdot \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta \\
&= S_{HH} \cdot \int_{-\theta_0/2}^{\theta_0/2} m^2(\theta) \times \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta + 2S_{HV} \\
&\quad \cdot \int_{-\theta_0/2}^{\theta_0/2} m(\theta)c(\theta) \times \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta \\
&\quad + S_{VV} \cdot \int_{-\theta_0/2}^{\theta_0/2} c^2(\theta) \times \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta \\
&= k_{11}(f_{\theta}) \cdot S_{HH} + 2k_{12}(f_{\theta}) \cdot S_{HV} + k_{22}(f_{\theta}) \cdot S_{VV}
\end{aligned} \tag{7}$$

由式(7)可见, 单脉冲雷达和通道的接收电压的频谱 $V_{\Sigma}(f_{\theta})$ 的谱线峰值电压是关于目标极化散射矩阵各元素的函数, 而且各系数均具有相应的物理涵义。其中, $k_{11}(f_{\theta})$ 表示和波束的主极化天线方向图的频谱, $k_{12}(f_{\theta})$ 表示和波束的主极化和交叉极化天线方向图耦合部分的功率方向图频谱, $k_{13}(f_{\theta})$ 表示和波束的交叉极化分量功率方向图的频谱, 因此将该系数定义为“方向图系数”。由于和、差支路的天线方向图和交叉极化方向图的数学表达式比较复杂, 为简化分析就用上述符号替代的表示方法, 关于方向图系数的计算可以基于电磁计算得到的电场数据, 也可以基于实测数据, 这里不多叙述。

同理, 对方位差支路和俯仰差支路的回波序列分别做空域 Fourier 变换, 得其空域频谱为

$$\begin{aligned}
V_{\Delta A}(f_{\theta}) &= \int_{-\varphi_0/2}^{\varphi_0/2} (m(\theta)m_2(\theta)S_{HH} + (m(\theta)c_2(\theta) \\
&\quad + m_2(\theta)c(\theta)) \cdot S_{HV} + c(\theta)c_2(\theta) \cdot S_{VV}) \\
&\quad \times \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta \\
&= k_{21}(f_{\theta}) \cdot S_{HH} + k_{22}(f_{\theta}) \cdot S_{HV} + k_{23}(f_{\theta}) \cdot S_{VV}
\end{aligned} \tag{8}$$

其中

$$\left. \begin{aligned}
k_{21}(f_{\theta}) &= \int_{-\theta_0/2}^{\theta_0/2} m(\theta)m_2(\theta) \times \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta \\
k_{22}(f_{\theta}) &= \int_{-\varphi_0/2}^{\varphi_0/2} [m(\theta)c_2(\theta) + m_2(\theta)c(\theta)] \times \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta \\
k_{23}(f_{\theta}) &= \int_{-\theta_0/2}^{\theta_0/2} c(\theta)c_2(\theta) \times \exp(-j2\pi f_{\theta}\theta) d\theta
\end{aligned} \right\} \tag{9}$$

和

$$V_{\Delta E}(f_{\theta}) = k_{31}(f_{\theta}) \cdot S_{HH} + k_{32}(f_{\theta}) \cdot S_{HV} + k_{33}(f_{\theta}) \cdot S_{VV} \tag{10}$$

因此, 选取目标偏离雷达瞄准轴线的真实方位角度 θ 为极化测量空域点, 即当单脉冲雷达发现并稳定跟踪目标时, 通过计算 3 个通道内所对应的接收回波电压的空域频谱 $V_{\Sigma}(f_{\theta})$, $V_{\Delta A}(f_{\theta})$, $V_{\Delta E}(f_{\theta})$ 及

散射矩阵各元素的方向图频谱系数, 构建线性方程组并联立求解, 可得出目标极化散射矩阵 \mathbf{S} 。

构造如下线性方程组:

$$\mathbf{V}_r = \mathbf{K}\mathbf{S} \tag{11}$$

将目标极化散射矩阵记为列向量的形式

$$\mathbf{S} = [S_{HH} \ S_{HV} \ S_{VV}]^T \tag{12}$$

$$\mathbf{V}_r = [V_{\Sigma}(f_{\theta}) \ V_{\Delta A}(f_{\theta}) \ V_{\Delta E}(f_{\theta})]^T \tag{13}$$

这里将 \mathbf{K} 定义为“方向图系数矩阵”。综上, 该方法只需要预先已知单脉冲雷达和差波束的天线特性参数, 然后对雷达本身固有的 3 个处理通道的目标回波信号进行空域频谱分析, 获得谱线的参数后, 便可测量出目标散射矩阵的各元素。图 7 就是利用单脉冲雷达固有的和差通道的极化特性来测量目标极化特性的基本原理。特别地, 上述方法具备的一个明显的优势, 即在测量高速机动目标的极化散射矩阵时, 在一个脉冲重复间隔内, 避免了两个相邻脉冲回波会因目标姿态变化而产生相位“去相关效应”, 使测量结果无法真实反映目标的极化散射特性。

4 仿真实验与结果分析

为验证本文方法的有效性, 进行了如下仿真测量实验。雷达参数如下: X 波段, 发射功率均为 $P_t = 50$ W, 天线增益 $G_t = 15$ dB, 波束宽度 $\theta_{3\text{dB}} = 1.6^\circ$, 接收机带宽 $B_n = 0.5$ MHz, 噪声系数 $F_n = 3$ dB, 系统损耗约为 $L_r = 10$ dB, 雷达测角精度 $\Delta\theta = 0.3^\circ$, 脉冲重复频率 $f_r = 1$ kHz。微波暗室测得某配试飞机模型的标称极化散射矩阵为 $\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 \\ 0.5 & j \end{bmatrix}$, 置于距离雷达 30 km 处进行极化测量实

验。当雷达测得角度信息并稳定跟踪后对该目标进行极化测量得到的目标散射矩阵诸元素估计值的复平面分布结果如图 8 所示, 其中天线对该目标回波电压进行了 300 次采样, 故得 300 组估计值。对飞机模型目标, 根据雷达方程估算出此时 3 部接收机内的信噪比为: 和通道约为 10 dB, 方位差通道约为 6.7 dB, 俯仰差通道约为 6.8 dB。

图 9 给出了目标散射矩阵各分量相对估计精度均值、方差在不同信噪比条件下性能曲线。目标散射矩阵元素的测量误差随信噪比的增大而减小, 并且该种测量方法对于与雷达天线“主极化”分量(本文中主极化是 H 极化)对应的分量 S_{HH} 具有较高的测量精度, 而对与雷达天线“交叉极化(V 极化)”对应分量 S_{VV} 的估计精度较低, 对散射矩阵的交叉分量 S_{HV} 的估计精度居中, 经过多次测量实验可发

现, 算法的估计精度基本与目标真实极化散射矩阵无关。这个结果是常规理论上的理解是一致的, 因为尽管雷达天线的和、差波束的交叉极化分量比较丰富, 但峰值电平的分布和主极化仍有较大差距, 这与常规极化测量雷达的天线特性和工作方式也是不一样的, 其测量性能必然不能和全极化测量雷达的精度相当。

图 10 给出了最大的角度跟踪误差随天线的极化纯度以及来波的极化角变化情况, 此时干扰能量和目标能量相当, 当干扰极化角为 10° (实际情况不可能完全正交, 正交时极化角度 $\beta = 0^\circ$), 天线的极化纯度(交叉极化鉴别量)为 -20 dB 时, 最大跟踪误差小于 1° , 特别的当极化纯度小于 -30 dB 时, 干扰极化角度大于 10° 时, 单脉冲雷达的定向角度误差比较

小。这说明在常规单脉冲雷达系统正常工作的情况下, 即使存在一定的交叉极化干扰能量, 利用其天线的极化特性获得目标的全极化散射矩阵, 不会影响其正常的测角性能。

5 结束语

本文提出了一种基于常规单脉冲体制的目标全极化散射矩阵测量算法, 它利用单脉冲雷达和差通道的极化特性在获取目标角度信息的同时利用一个脉冲重复周期即可完成目标极化散射矩阵的测量。论文首先通过电磁计算手段获取了 2 维定向的振幅和-差式单脉冲雷达天线的辐射电场数据, 证明了该型雷达天线具有复杂的极化结构, 并且对回波信号的极化特性有一定的敏感性, 进而理论和仿真实验

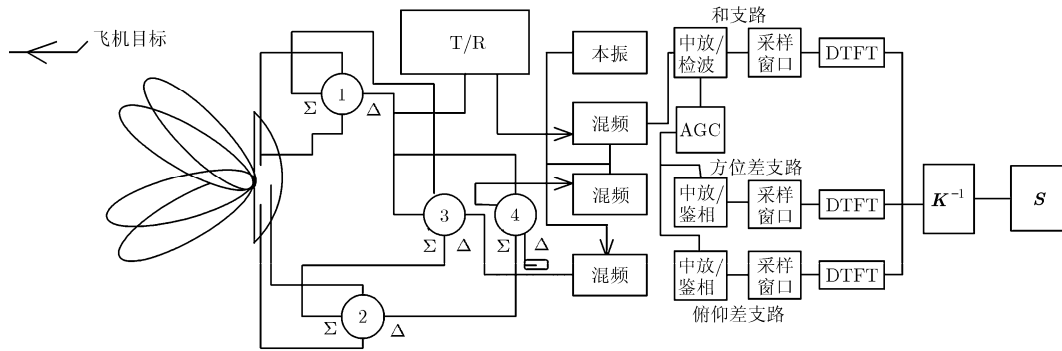


图 7 幅度和-差式单脉冲跟踪雷达目标极化特性测量过程的原理框图

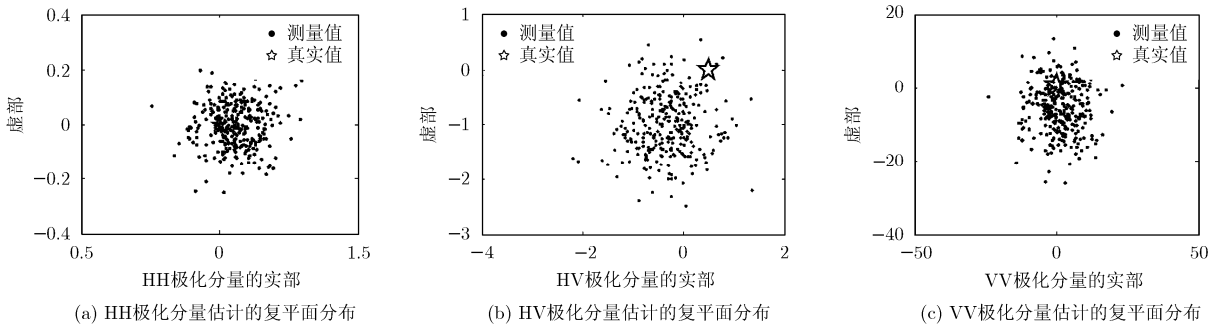


图 8 目标散射矩阵各分量估计值的复平面分布

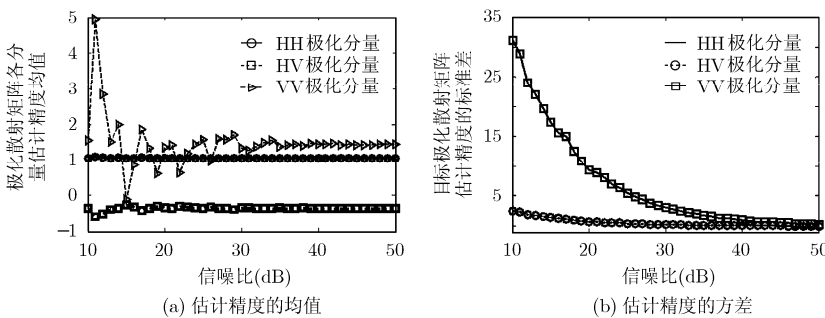


图 9 目标散射矩阵相对信噪比的估计精度的均值和标准差

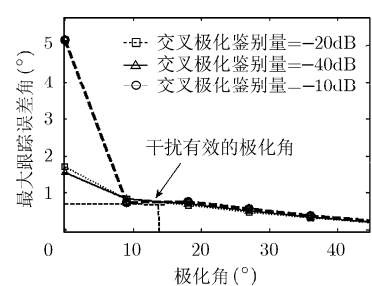


图 10 不同极化特性下最大测角误差随干扰极化角的变化曲线

分别验证了本文所提出算法的有效性,同时定量地分析了天线的极化特性和交叉极化干扰对测角性能的影响,指出在原有体制的基础上,通过改进信号处理方式,在保证原有雷达测角精度的基础上,能够测量目标的全极化散射矩阵。值得指出的是,实际中结合具体的雷达天线实测的极化方向图,可以进一步得到更加具体的结论。利用上述方法测量得到的极化信息提高角度测量精度,讨论鉴别角度欺骗干扰和目标识别等研究工作是下一步的重点。

参考文献

- [1] Boerner W-M. Recent advances in extra-wide-band polarimetry, interferometry and polarimetric interferometry in synthetic aperture remote sensing and its applications. *IEEE Proceedings-F Radar, Sonar and Navigation*, 2003, 150(3): 113-124.
 - [2] Wang Xue-song, Chang Yu-liang, and Dai Da-hai, *et al.* Band characteristics of SINR polarization filter. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2007, 55(4): 1148-1154.
 - [3] Howard S D and Calderbank A R. A simple signal processing architecture for instantaneous radar polarimetry. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(4): 1282-1289.
 - [4] 王雪松, 王剑, 王涛等. 雷达目标极化散射矩阵的瞬时测量方法[J]. *电子学报*, 2006, 34(6): 1020-1025.
Wang Xue-song, Wang Jian, and Wang Tao, *et al.* Instantaneous measurement of radar target polarization scattering matrix[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(6): 1020-1025.
 - [5] 王涛, 王雪松, 刘进, 肖顺平. 干扰背景下瞬时极化测量雷达的目标识别预处理技术. *电子与信息学报*, 2008, 30(13): 2333-2337.
Wang Tao, Wang Xue-song, and Liu Jin, *et al.* Preprocessing of target reorganization of instantaneous polarimetric radar in the jamming situation. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(13): 2333-2337.
 - [6] 李永祯, 王伟, 汪连栋等. 交叉极化角欺骗干扰的极化抑制方法研究. *系统工程与电子技术*, 2007, 29(5): 716-719.
Li Yong-zhen, Wang Wei, and Wang Lian-dong, *et al.* Novel polarization suppression algorithm of cross-polarization angle deception. *System Engineering and Electronics*, 2007, 29(5): 716-719.
 - [7] 宋立众, 乔晓林, 孟宪德. 单脉冲制导雷达中的虚拟极化滤波技术[J]. *弹箭与制导学报*, 2004, 24(4): 26-30.
Song Li-zhong, Qiao Xiao-lin, and Meng Xian-de. Virtual polarization filtering technology for the mono-pulse guidance radar[J]. *Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance*, 2004, 24(4): 26-31.
 - [8] 宋立众, 乔晓林, 孟宪德. 一种单脉冲雷达中的极化估值与滤波算法[J]. *系统工程与电子技术*, 2005, 27(5): 764-766.
Song Li-zhong, Qiao Xiao-lin, and Meng Xian-de. Algorithm of polarization estimation and filtering for mono-pulse radar[J]. *System Engineering and Electronics*, 2005, 27(5): 764-766.
 - [9] Luo Jia, Wang Xue-song, and Xiao Shun-ping. Spacial polarization characteristics of antenna. 2007 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar Proceedings (AP SAR-2007). Huangshan, China, Nov. 5-9, 2007: 139-144.
 - [10] Huang Hai-yan, Wang Bing-zhong, and Feng Lu-zhao. A Ka-band monopulse microstrip antenna array. IEEE 2008 International Microwave Workshop Series on Miniaturizing RF and Microwave Passive Components, Chengdu, China, Dec. 14-15, 2008: 124-127.
 - [11] Nandakumaran N, Sinha A, and Kirubarajan T. Joint detection and tracking of unresolved targets with monopulse radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2008, 44(4): 1326-1341.
 - [12] Manica L, Rocca P, and Massal A. Excitation matching procedure for sub-arrayed monopulse arrays with maximum directivity. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2009, 3(1): 42-48.
 - [13] Sen Wang Kun-Hung, Tsai Kuo-Ken Huang, and Si-Xian Li, *et al.* Design of X-band RF CMOS transceiver for FMCW monopulse radar. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2009, 57(1): 61-70.
 - [14] 倪晋麟, 郑学誉, 何东元. 单元交叉极化对自适应阵列性能的影响[J]. *电子与信息学报*, 2002, 24(1): 97-101.
Ni Jin-lin, Zheng Xue-yu, and He Dong-yuan. The effect of element cross polarization on adaptive array performance[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2002, 24(1): 97-101.
- 戴幻尧: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为相控阵天线的极化特性、雷达极化信息处理、电子信息系统仿真建模与评估。
李永祯: 男, 1977年生, 副教授, 研究方向为雷达极化信息处理、信号处理、目标检测与识别。
王雪松: 男, 1972年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达极化信息处理、信号处理与目标识别、雷达电子战建模与仿真。
肖顺平: 男, 1964年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、模糊信息处理、综合电子战。